

УДК 355/359.07

Зінченко А.О., к.т.н., с.н.с.

Національний університет оборони України.

Метод селекції радіоімпульсів на фоні N-OFDM сигналів

	Метод селекції радіоімпульсов на фоне N- OFDM сигналів	The method of selection of radio pulses in the background of N- OFDM signals
Резюме. Розглянуто метод роздільної селекції імпульсних та N-OFDM сигналів для радарно-комунікаційних систем, в яких застосовується технологія цифрових антенних решіток.	Резюме. Рассмотрен метод раздельной селекции импульсных и N-OFDM сигналов для радарно-коммуникационных систем, в которых используется технология цифровых антенных решеток.	Resume. Considered the method of separate selection of pulse and N-OFDM signals for radar-communication systems that incorporate digital antenna arrays.
Ключові слова: радарно-комунікаційні системи, цифрова антенна решітка (ЦАР), не ортогональна частотна дискретна модуляція (N-OFDM).	Ключевые слова: радарно-коммуникационные системы, цифровая антенная решетка (ЦАР), не ортогональная частотная дискретная модуляция (N-OFDM).	Keywords: radar-communication systems, digital array (DA), not-orthogonal frequency discrete modulation (N-OFDM).

Постановка проблеми. У розвитку радарно-комунікаційних систем в останні роки виразно сформувався напрямок, що передбачає спільне використання OFDM сигналів як при вирішенні завдань радіолокації, так і для передачі даних, у тому числі з застосуванням принципу МІМО. Разом з тим, вплив ефекту Доплера на результати локації високошвидкісних цілей робить застосування технології OFDM досить проблематичним. Для подолання відповідних труднощів заслуговує на увагу перехід до неортогональної частотної дискретної модуляції (N-OFDM), запропонованої, наприклад, в [1]. Подальшим розвитком цього напрямку є сумісне застосування N-OFDM та імпульсних сигналів, однак розробка відповідного алгоритмічного забезпечення, що дозволило б здійснювати одночасну демодуляцію обох типів сигналів, а також з'ясування умов його застосування потребує додаткових теоретичних досліджень.

Метою статті є удосконалення алгоритмічного забезпечення стосовно демодуляції імпульсних сигналів, що приймаються на фоні N-OFDM пакетів, у разі використання на приймальній стороні цифрової антенної решітки.

Викладення основного матеріалу. Перш за все, проаналізуємо вплив радіоімпульсного

сигналу прямокутної форми на відгук N-OFDM сигналів по виходах частотних фільтрів, синтезованих за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Якщо тривалість прямокутного радіоімпульсу позначити як τ_i , а його потужність – P_i , то енергія такого сигналу може бути розрахована за відомим виразом [2]:

$$E_i = P_i \tau_i = \frac{A_i^2 \tau_i}{2},$$

де A_i – амплітуда прямокутного радіоімпульсу.

Внаслідок застосування процедури ШПФ над сигнальною вибіркою довжиною T_{FFT} енергія зазначеного імпульсу рівномірно розподілиться в зазначеному часовому інтервалі. Як наслідок, вплив радіоімпульсу на відгук ШПФ в якості завади буде еквівалентним наявності однакового за енергією імпульсного сигналу тривалістю T_{FFT} , але меншої амплітуди A_{iFFT} . Для розрахунку значення амплітуди A_{iFFT} еквівалентного імпульсного сигналу необхідно розв'язати відносно цієї невідомої систему із двох рівнянь:

$$\begin{cases} E_i = P_i \tau_i = \frac{A_i^2 \tau_i}{2}; \\ E_i = P_{iFFT} T_{FFT} = \frac{A_{iFFT}^2 T_{FFT}}{2}. \end{cases}$$

Звідси отримаємо співвідношення для оцінювання потужностей та амплітуд:

$$\begin{cases} P_{iFFT} T_{FFT} = P_i \tau_i; \\ \frac{A_{iFFT}^2 T_{FFT}}{2} = \frac{A_i^2 \tau_i}{2}, \end{cases}$$

або остаточно:

$$\begin{cases} P_{iFFT} = P_i \frac{\tau_i}{T_{FFT}}; \\ A_{iFFT} = A_i \sqrt{\frac{\tau_i}{T_{FFT}}}. \end{cases}$$

Таким чином, “розтягнення” імпульсу завдяки операції ШПФ призводить до обернено пропорційного зниження потужності імпульсного сигналу та зменшення його амплітуди у $\sqrt{\tau_i/T_{FFT}}$ разів. Наприклад, якщо радіоімпульс має тривалість 100 нс, а протяжність пакету N-OFDM становить 1 мс, тобто у 10000 разів більше, то зниження амплітуди еквівалентного імпульсу після ШПФ, узгодженого з тривалістю пакета N-OFDM, становитиме 100 разів.

Спираючись на такий результат, проведемо розрахунок можливого завадового рівня від впливу імпульсного сигналу на відгук N-OFDM пакету після ШПФ. При цьому слід врахувати, що для високої ймовірності виявлення відбитих від повітряної цілі імпульсних сигналів необхідно, щоб мало місце певне перевищення амплітудою імпульсів амплітуди сумарного сигналу N-OFDM. Позначимо таке перевищення буквою L . Крім того, необхідно врахувати так званий пік-фактор багаточастотного N-OFDM сигналу, що являє собою співвідношення максимального значення його потужності до середньої потужності на заданому інтервалі. Наявність пікових викидів у N-OFDM сигналі може призвести до маскування відбитих від цілей радіоімпульсів. Якщо пік-фактор становить D разів, то у перерахунку до амплітуд відповідний піковий викид перевищуватиме середньоквадратичний рівень сигнального пакету у \sqrt{D} разів. Таким чином, щоб уникнути маскування імпульсних сигналів, їхня амплітуда має у $L\sqrt{D}$ разів перевищувати середній рівень N-OFDM пакету на вході операції ШПФ. Це означає, що для розглянутого вище прикладу з накладання 100-наносекундного імпульсу на мілісекундний пакет N-OFDM рівень еквівалентної завади після ШПФ зменшиться до

$0,01 L\sqrt{D}$ відносно середньоквадратичного рівня N-OFDM до операції ШПФ. У разі, якщо $L=8$, а $D=64$, відповідно отримаємо $0,01 L\sqrt{D}=0,64$. Такий рівень імпульсної завади може спонукати до вимушеного зменшення порядку QAM-модуляції при передачі N-OFDM пакету. Тому заслуговує на увагу більш ефективний метод розділення імпульсних та N-OFDM сигналів, що спирається на їхню просторову селекцію за допомогою цифрової антенної решітки (ЦАР).

Розглянемо лінійну ЦАР з еквідистантним розміщенням в ній антенних елементів. Слід зауважити, що у цьому випадку завдання виділення імпульсних сигналів з їхньої суміші з безперервними сигналами, якими умовно є сигнали N-OFDM, має вирішуватись поетапно. На першому етапі, наприклад, необхідно виміряти кутові координати джерел сигналів. Для цього можуть застосовуватись відомі з радіолокації методи пеленгації. У тому числі багатосигнальні алгоритми надрозрізнення.

Отримана інформація про напрямки приходу сигналів дозволяє перейти до наступного етапу їхньої обробки – оцінювання узагальнених амплітуд сигналів кожного виду. З цією метою доцільно скористатись запропонованою в [3] процедурою, для чого представимо вектор напруг сигналів просторових приймальних каналів ЦАР в окремі моменти часу по виходах модуля цифрового діаграмоутворення у вигляді

$$U = QW + n, \quad (1)$$

де $Q = [Q_S \mid Q_P]$ – блокова матриця значень характеристик направленості (ХН) вторинних просторових каналів ЦАР у напрямках на джерела сигналів N-OFDM (блок Q_S) та відбивачів імпульсних сигналів (блок Q_P), $W^T = [W_S \mid W_P]$ – блок-вектор узагальнених амплітуд N-OFDM сигналів (блок W_S) та амплітуд імпульсних сигналів (блок W_P), “ \mid ” – символ матричної операції транспонування; n – вектор напруг шумів.

В загальному випадку наявності M джерел N-OFDM сигналів та P відбивачів імпульсних сигналів блоки матриці Q ХН для R вторинних просторових каналів ЦАР можна записати у вигляді:

$$Q_S = \begin{bmatrix} Q_1(x_{1S}) & Q_1(x_{2S}) & \cdots & Q_1(x_{MS}) \\ Q_2(x_{1S}) & Q_2(x_{2S}) & \cdots & Q_2(x_{MS}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_R(x_{1S}) & Q_R(x_{2S}) & \cdots & Q_R(x_{MS}) \end{bmatrix},$$

$$Q_P = \begin{bmatrix} Q_1(x_{1P}) & Q_1(x_{2P}) & \cdots & Q_1(x_{PP}) \\ Q_2(x_{1P}) & Q_2(x_{2P}) & \cdots & Q_2(x_{PP}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_R(x_{1P}) & Q_R(x_{2P}) & \cdots & Q_R(x_{PP}) \end{bmatrix},$$

де

$$Q_r(x_m) = \left[\sin\left(\frac{R}{2}[r - x_m]\right) \right] \left[\sin\frac{1}{2}(r - x_m) \right]^{-1} -$$

ХН направленості r -го вторинного просторового каналу, синтезованого за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ),

$x_{mS(pP)}$ – узагальнена кутова координата $m(p)$ -го джерела сигналів відносно нормалі до ЦАР,

$$x_{mS(pP)} = \frac{2\pi}{\lambda} d \left(r - \frac{R-1}{2} \right) \sin \theta_{mS(pP)}, \quad \lambda -$$

довжина хвилі центральної носійної сигналів N-OFDM та імпульсних сигналів, d – відстань між антенними елементами ЦАР, R – кількість елементів в антенній решітці, $\theta_{mS(pP)}$ – кутові координати $m(p)$ -го джерела сигналів відносно нормалі до ЦАР.

Для селекції сигналів N-OFDM на фоні відбитих від повітряних цілей імпульсів при формуванні оптимальної оцінки вектора узагальнених амплітуд $\hat{W} = (Q^T Q)^{-1} Q^T U$ обчислюється окремо сегмент вектора \hat{W} , що відповідає сигналам N-OFDM, тобто блок W_S . Аналогічно, для селекції імпульсних сигналів на фоні N-OFDM здійснюється розрахунок сегменту амплітуд імпульсних сигналів – блок W_P . Далі над отриманими у серії часових відліків оцінками узагальнених амплітуд N-OFDM та імпульсних сигналів виконують процедури ШПФ, що дозволяє синтезувати частотні фільтри, необхідні для спектральної селекції піднесучих N-OFDM сигналів та виміру радіальної швидкості повітряних цілей.

Відмінністю пропонованого методу обробки є застосування залежно від типу сигналів різних принципів формування фільтрів ШПФ. Зокрема, для селекції піднесучих N-OFDM сигналів ШПФ має здійснюватися по відліках оцінок блоку W_S , що формуються послідовно у часі, з інтервалом їх слідування, а для імпульсних сигналів ШПФ виконується над масивами

відліків оцінок блоку W_P , що беруться через період повторення імпульсних сигналів, для кожного з стробів дальності. Тобто, для N-OFDM сигналів процедура ШПФ виконується один раз, а для імпульсних сигналів – T раз, де T – кількість стробів дальності в межах інтервалу її однозначного виміру. Відповідно різною може бути і розмірність процедур ШПФ: для імпульсних сигналів вона визначається кількістю періодів зондування Z , в межах якої здійснюється спостереження за повітряним простором, тоді як для сигналів N-OFDM максимальна протяжність сигнальної вибірки для здійснення ШПФ може сягати величини $T \times Z$.

За отриманими вихідними напругами синтезованих частотних фільтрів далі здійснюється демодуляція N-OFDM сигналів, а також розраховуються оцінки траєкторних параметрів руху повітряних цілей.

У випадку наявності активних завад для здійснення селекції на їх фоні N-OFDM та імпульсних сигналів структура матриці Q та вектора W у виразі (1) прийме 3-блоковий вигляд:

$$Q = [Q_S \mid Q_P \mid Q_J],$$

$$W^T = [W_S \mid W_P \mid W_J], \quad (2)$$

де елементами блока

$$Q_J = \begin{bmatrix} Q_1(x_{1J}) & Q_1(x_{2J}) & \cdots & Q_1(x_{JJ}) \\ Q_2(x_{1J}) & Q_2(x_{2J}) & \cdots & Q_2(x_{JJ}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_R(x_{1J}) & Q_R(x_{2J}) & \cdots & Q_R(x_{JJ}) \end{bmatrix}$$

є значення ХН вторинних просторових каналів ЦАР у напрямку j -го джерела завад,

x_{jJ} – узагальнена кутова координата j -го джерела завад відносно нормалі до ЦАР,

$$x_{jJ} = \frac{2\pi}{\lambda} d \left(r - \frac{R-1}{2} \right) \sin \theta_{jJ}.$$

Щоб здійснити розділення корисних сигналів і завад, при формуванні оптимальної оцінки вектора амплітуд \hat{W} обчислюються лише ті сегменти цього вектора, що відповідають сигналам N-OFDM та імпульсним сигналам, тобто блоки W_S та W_P . При цьому сегмент вектора оцінок амплітуд завадових сигналів (блок W_J) не формується взагалі.

Узагальнимо розглянуті викладення на випадок плоскої еквідистантної ЦАР, яка має ХН вторинних просторових каналів, що факторизуються у вигляді добутку ХН у двох кутових площинах.

У разі структури ЦАР з $R \times K$ елементів у цьому випадку вираз (1) може бути переписаний з застосуванням блокового матричного добутку Хатрі-Рао:

$$U = [Q \begin{bmatrix} \blacksquare \end{bmatrix} V] W + n, \quad (3)$$

де $\begin{bmatrix} \blacksquare \end{bmatrix}$ - символ блокового добутку Хатрі-Рао [3], V - блокова матриця значень характеристик направленості (ХН) вторинних просторових каналів ЦАР у другій кутовій площині.

У випадку дії активних завад аналогічно (2) структура матриці V в (3) буде 3-блоковою:

$$V = [V_S \mid V_P \mid V_J], \text{ де:}$$

$$V_S = \begin{bmatrix} V_1(y_{1S}) & V_1(y_{2S}) & \cdots & V_1(y_{MS}) \\ V_2(y_{1S}) & V_2(y_{2S}) & \cdots & V_2(y_{MS}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ V_K(y_{1S}) & V_K(y_{2S}) & \cdots & V_K(y_{MS}) \end{bmatrix},$$

$$V_P = \begin{bmatrix} V_1(y_{1P}) & V_1(y_{2P}) & \cdots & V_1(y_{PP}) \\ V_2(y_{1P}) & V_2(y_{2P}) & \cdots & V_2(y_{PP}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ V_K(y_{1P}) & V_K(y_{2P}) & \cdots & V_K(y_{PP}) \end{bmatrix},$$

$$V_J = \begin{bmatrix} V_1(y_{1J}) & V_1(y_{2J}) & \cdots & V_1(y_{JJ}) \\ V_2(y_{1J}) & V_2(y_{2J}) & \cdots & V_2(y_{JJ}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ V_K(y_{1J}) & V_K(y_{2J}) & \cdots & V_K(y_{JJ}) \end{bmatrix},$$

$$V_r(y_m) = \left[\sin\left(\frac{Z}{2}[r - y_m]\right) \right] \left[\sin\frac{1}{2}(r - y_m) \right]^{-1},$$

$$y_{mS(pP)} = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \left(r - \frac{R-1}{2} \right) \sin\theta_{mS(pP)} \sin\varepsilon_{mS(pP)},$$

$\varepsilon_{mS(pP)}$ - кутові координати $m(p)$ -го джерела сигналів відносно нормалі до ЦАР у другій кутовій площині, d_y - відстань між антенними елементами ЦАР у відповідній кутовій площині,

Крім того, в якості аргументу ХН матриці Q має використовуватись узагальнена кутова

координата

$$x_{mS(pP)} = \frac{2\pi}{\lambda} d_x \left(r - \frac{R-1}{2} \right) \sin\theta_{mS(pP)} \cos\varepsilon_{mS(pP)}$$

Висновки. Таким чином, розглянутий математичний апарат дозволяє формувати математичні моделі відгуків приймальних лінійної та плоскої ЦАР радарно-комунікаційних систем у випадку надходження відбитих від повітряних цілей імпульсних сигналів та N-OFDM сигналів, що забезпечують функції передачі даних. Спираючись на такі моделі, запропонований метод цифрової обробки сигналів дозволяє розділити в прийомній системі імпульсні та N-OFDM сигнали для забезпечення подальшого виміру траєкторних параметрів руху повітряних цілей та демодуляції інформаційних повідомлень.

Перспективи подальших досліджень полягають у дослідженні на основі нижньої межі Крамера-Рао потенціальних можливостей запропонованих методів обробки сигналів, які б забезпечували роздільну селекцію сигналів зв'язку та локації у радарно-комунікаційних МІМО-системах під час одночасного вирішування завдань зв'язку та радіолокації.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи. // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2004. – Том 47, № 4. – С. 53 - 59.
2. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь. – 1983. – С. 41.
3. Vadym Slyusar. A Two-Stage Digital Processing of NOFDM Signals Received from Multiple UAV in Planar Digital Antenna Array. // 4th International Scientific Conference on Defensive Technologies OTEH 2011. – 6 – 7 October, 2011. – Belgrade, Serbia. – Pp. 408 – 410.

Рецензент: Рибидайло А.А. – к.т.н., с.н.с.,
ЦВСД НУО України.
Поступила в редакцію 22.04.13